·学术讨论·

编者按：本刊在1988年第4期的“学术问题讨论”专栏中刊出了北京天文台的郑乐平等的“关于北京天文台初期射电毫秒级接收机设计中的若干问题的讨论”一文后，收到了北京天文台金声震等对此文持有不同观点的回答稿．本着百家争鸣的方针精神，本刊在这一期的同一栏目中刊出金声震等的这一回答稿，请同行们鉴别．但由于本刊篇幅有限，对这一问题，本刊将不再进行公开讨论．如有同行对此问题需作进一步了解，可向两文作者个别进行深入讨论．我们提倡并欢迎不同的学术观点开展讨论，今后将仍开辟各种形式的专栏刊出类似的文章，以期活跃学术气氛．

对“关于北京天文台初期射电毫秒级接收机设计中若干问题的讨论”的回答

金声震　付其骏　赵仁扬
（中国科学院北京天文台）

一、引　言

自70年代末以来，国外开始取得太阳射电爆发毫秒时标 Spike 辐射资料[1-5]．

北京天文台在这一领域的工作是在王绶琯先生的倡导和指导下进行的．1981年我们利用和改造现有的2840MHz射电辐射计、用简单的 MEK6800II 单板机构成后端，建立了2840MHz太阳射电 Spike 辐射观测系统，并在上个太阳峰年中取得了丰富的资料[1]．1982年又利用 Datamax8000 型微机取代 MEK6800II 单板机完成了第二代 Spike 观测系统并取得了进一步的观测资料．并先后在国内外各种学术刊物上发表了20篇学术论文．近年来兄弟单位运用我们的设计思想和实施方法分别在2cm、3cm、8cm、10cm和21cm波段上取得了有意义的 Spike 辐射资料，推进、深化和发展了我们的初期工作．在这一领域中我国的工作已开始步入世界先进行列．

1981年我们用 MEK6800II 单板机做的工作只是整个课题工作的预实验和预观测．目的仅仅在于“发现”2840MHz太阳射电爆发中是否存在 Spike 活动，并尽力记录典型的活动事例，以进一步地探索 Spike 活动与其他日面活动及活动区内在关系[1]．当然我们的初期工作存在着许多不足之处，如定标精度不高，时标精度不高、连续记录时间不长．对于这些问题和资料分析中存在的某些问题，我们欢迎实事求是的批评和讨论．

郑乐平同志在“关于北京天文台初期射电毫秒级接收机设计中若干问题的讨论”[7]文中就我们初期工作的定标和零点，电控衰减器和 A/D 变换器数据输出格式及其他问题提出了质疑．我们认为有必要对这些问题给予详细的讨论和回答．本文中所指的“初期系统”是1981年4月至1982年9月我们使用的 MEK6800II 单板机作为后端的系统．

本文于1989年2月22日收到．

1) 金声震，太阳射电快速记录系统，硕士论文，1981，10．

二、关于初期系统的讨论

1. 定标和零点问题

北京天文台初期射电毫秒级接收设备原理框图见图 1.

图中秒级（s）通道和毫秒级（ms）通道具有相同增益. 仅频率带宽不同，两通道分

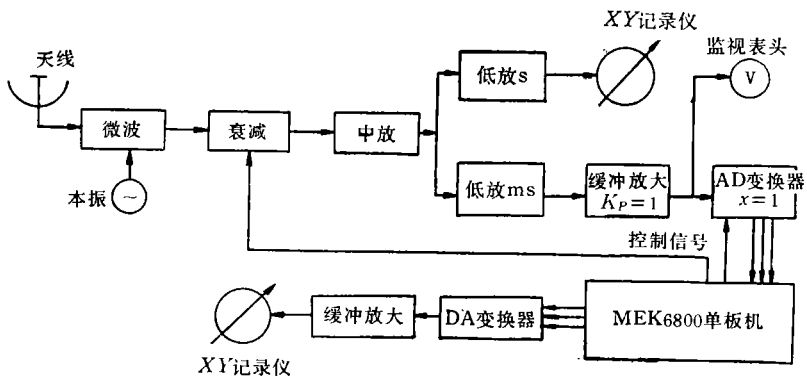


图 1 射电毫秒级接收机原理框图

Fig. 1 Solar radio receiner with millisecont time resolution

别为 0.5Hz 和 500Hz. 天线、微波、中放和平方律检波系统都是共用通道. 因此两通道信号定标原理是完全相同的[1].

对 Dicke 调制型辐射计系统线性条件下输出记录读数为

$$R = G(T_A - T_0) + R_0. \tag{1}$$

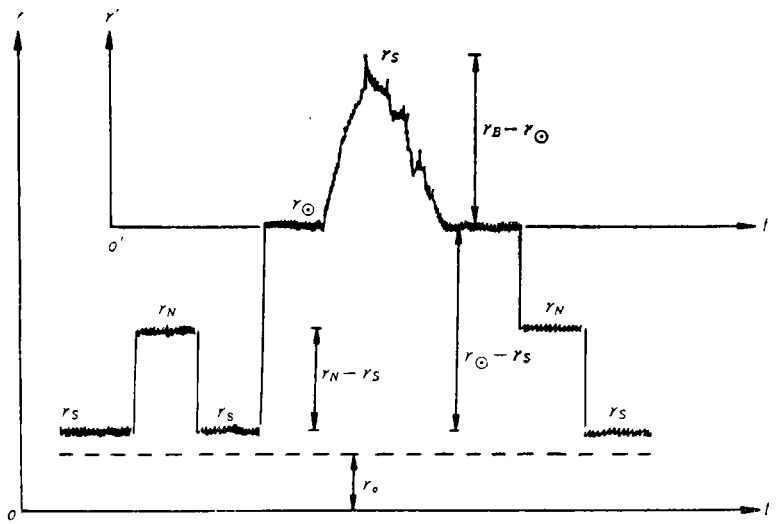


图 2 太阳爆发和定标示意图

Fig. 2 The record of Solar Burst and it's calibration

T_A 为天线端等效温度，T_0 为调制终端等效温度，G 为整机增益，R_0 为系统零点，即 $T_A = T_0$ 时 R 读数．定标时，测得天线指向太阳时 $T_{A\odot}$ $R_\odot$（包含背景成分）和指向天空背景时 T_{AS}、R_S，及一等效温度为 T_N（已知）的噪声源 T_N、R_N．由太阳辐射产生的天线温度增量 $\Delta T_{\odot-S}$ 可表示如下：

$$\Delta T_{\odot-S} = T_{A\odot} - T_{AS} = \frac{1}{G}(R_\odot - R_S) = \delta(R_\odot - R_S), \tag{2}$$

$$\delta \triangleq \frac{1}{G}. \tag{3}$$

由于 T_N 为已知常数，$R_\odot$、R_S、R_N 为测量值，在 ms 通道与 s 通道增益一致条件下，宁静太阳定标结果完全相同，仅信号均方噪声起伏 ms 通道比 s 通道大 $\sqrt{1000}$ 倍．在 ms 通道与 s 通道增益不同条件下，定标量相等但均方噪声起伏相差两增益的比值倍．太阳爆发和定标示意图如图 2．R_B 表示爆发读数：

$$\Delta T_{B-\odot} = \delta(R_B - R_\odot). \tag{4}$$

若我们依定标得到 δ 值，并在开机时把 $R_\odot$ 置于零点处，这样如图示，移零前系统坐标为 0，移零后系统坐标为 0′，对应读数亦加撇，$R'_B = R_B - R_\odot \doteq R_B$．即可由 R'_B 值和 δ 求得爆发流量．在同一种衰减状态下，定标结果不会引入误差．若在同一组记录中同时有衰减状态不同的数据时，需要进行增益归一处理（与秒通道对接相似）．两种衰减状态下设 R''_B、$R''_\odot$、R''_0 分别为电衰器衰减 12db 后读数值，R'_B、$R'_\odot R'_0$ 为不衰减状态下读数值，对于 Dicke 系统 $R''_0 \equiv R'_0$；

$$(R''_B - R''_\odot) = \frac{G}{16}(T_B - T_\odot) = \frac{c}{16}(S_B - S_\odot); \tag{5}$$

$$\Delta R_0 = R'_\odot - R''_\odot \doteq \frac{15}{16}G(T_\odot - T_0) = \frac{15C}{16}(S_\odot - S_0). \tag{6}$$

式中 C 为 T（天线温度）与 S（太阳流量）转换常数．上式反映了衰减状态变化 12db 后，读数衰减和系统零点的变化．活动峰年中 $S_\odot$ 约为 150—200sfu，S_0 为 Dicke 调制终端折合流量 $T_0 = 300$K，$S_0 \doteq 30$sfu，所以有

$$\Delta R_0 \doteq 120—170\text{sfu}.$$

这样可得 ΔR_0 仅仅是由 $S_\odot$ 和 S_0 决定的常数．在 Spike 记录的 16 秒时段中 $S_\odot$ 和 S_0 都为常量．ΔR_0 亦为系统常量误差，可以由计算机或手工处理时予以补偿．对于 Spike 辐射，不衰减状态下满刻度记录流量约为 3000sfu，这一值为衰减器动作阈值，即只有 $S_B - S_\odot > 3000$sfu，电衰减才衰减．衰减状态下满刻度量程为 4.8×10^4sfu，可以估算由于电衰器衰减态不同引起的误差 ΔR 为 120—170sfu，反为记录 Spike 流量 S_B（3000sfu $< S_B \leqslant 4.8 \times 10^4$sfu）的 5%—5‰．这种误差即使不补偿亦在系统元件误差范围内．

实测中我们采用一简便方法即把 $R'_\odot$ 置于满刻度读数的 1/16 处，即零点以上 3000/16 = 187 sfu 处，这样在不衰减条件下记录可由 $R'_B - R'_\odot$ 得到爆发流量，在衰减条件下，零点下跳 ΔR_0 约为 120—170 sfu 跳变后零点亦在系统读数区域内，爆发值可按 $R''_B - R''_\odot \doteq R''_B$ 处理，这时引入误差小于（187—140）至（187—120）sfu，即 20—50sfu，与满度量程 3000 和 4.8×10^4 sfu 比相对差在 2% 至 1‰．同一爆发 R'_B 在不同衰减状态

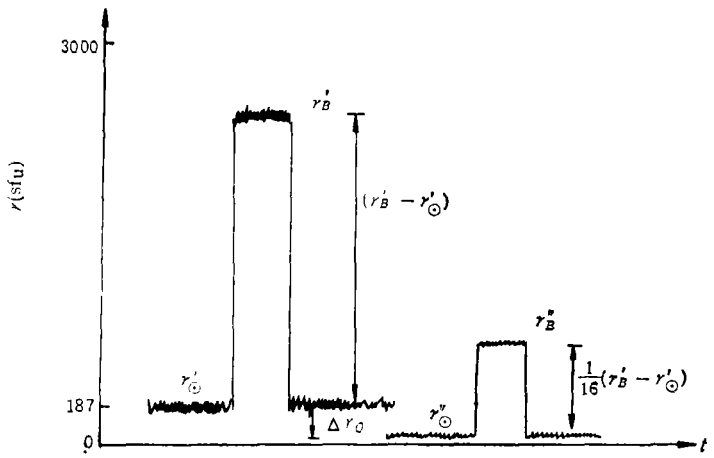


图 3 R'_B 在不同衰减状态下读数

Fig. 3 The record of R'_B under different Attenuations

下读数值见图 3.

初期工作中,我们把 A/D 转换器接成单向工作方式,把 A/D 与 *XY* 记录仪零点和动态范围调节成一致[1],这样可由 *XY* 记录仪作 $R'_\odot$ 的监视工作,使 $R'_\odot$ 值处于记录仪的满刻度量程 1/16 处[2],以此来补偿由于衰减状态不同 ΔR_0 的跳变. 大约在 1981 年 11 月左右我们又专门用一个表头来指出 R'_B 值. 事实证明这种方法是可行的有效的.

2. 电控衰减器与 A/D 转换器

由于北台初期设备的前端为经改装的 2840MHz 辐射计, 我们需要对该辐射计作一个简单介绍. 该辐射计前端前中增益 30db, 主中放增益 70db, 低放增益 20db. 主中输出动态范围为 100mV, 平方律检波器工作点电流 20μA, 低放输出为 0—10mV 与 *XY* 记录仪匹配[3]. 太阳射电爆发特别是 Spike 爆发为宁静太阳的 10—100 倍. 定标时宁静太阳一般调节到 *XY* 记录仪满刻度量程内的适当位置上, 因此要在同一记录上记录下 10—100 倍宁静太阳爆发,中放前衰减器需衰减 3—10db, 以确保系统中放、检波工作在线性范围之内. 否则中放末级和平方律将出现饱和现象.

该辐射计检波管为 2AP 型锗管, 反向工作电流约为 250×10^{-6}A, 平方律检波偏置电流为 20×10^{-6}A, 锗二极管 0.2V 开始导通, 0.4V 饱和,但作平方律检波时, 工作点必需很低,动态范围很小一般在 0.2V 以下.检波负载电阻为 5kΩ, 内阻为 1.5kΩ ,中频信号调制度为 0.3, 中放末级最大信号为 100mV[4]. 依以上参量, 平方律检波最大输出电压为

$$v_{检} = b \cdot m \cdot E^2 \cdot R_L. \qquad (7)$$

式中 b 为平方律检波传输方程二次项系数, m 为中频信号调制度, E 为中放末级信号最大幅值, R_L 为检波负载与下级输入阻抗并联值. 由二极管伏安特性、工作点及 E[5] 可求得:

2) 金声震, 10cm 太阳射电高时间分辨记录系统, 1983.10.(鉴定资料)
金声震, 10cm 太阳射电高时间分辨率设备研制及初步观测结果, 1983.10.(鉴定资料)

3) 北京大学地球物理系,射电技术基础, 1974.12.

4) 北京大学地球物理系,射电技术基础, 1974.12.

5) 半导体器件手册,人民邮电出版社, 1975.11.

$$v_{检} \doteq 3\text{mV}. \tag{8}$$

这说明平方律检波最大输出动态范围为 3mV 左右. 经 20db 低放放大输出约为 30mV，与 *XY* 记录仪 10mV 量程可匹配. 我们把电控衰减器阈值选为 25.6mV（低放输入）正好在系统动态范围之内. 当中放末级 $E < 92.5\text{mV}$，$v_{检} < 2.56\text{mV}$，$v_{低} < 25.6\text{mV}$，电衰器可作不衰减取样. 当 $E < 4 \times 92.5\text{mV} = 370\text{mV}$ 时，电衰器衰减 12db，使 $E < 92.5\text{mV}$，$v_{检} < 2.56\text{mV}$，使工作点又拉回动态范围内，这时采样值为衰减采样值. 当 $E \geqslant 370\text{mV}$ 时，电衰器衰减 12db 后，$v_{检} \geqslant 2.56\text{mV}$，$v_{低} \geqslant 25.6\text{mV}$，但由于中放末级和检波器已开始处于饱和状态，即使信号再大，E 将维持在 92.5mV 左右，平方律检波输出将维持在 2.56mV 左右，低放输出将维持在 25.6mV 左右. 折合成非衰减状态下低放输出 V_i（假设线性范围扩大 16 倍）$25.6 \times 16 = 409.6\text{mV}$. 即由于系统非线性饱和效应，折合低放输出电压不可能大于 409.6mV. 因此系统根本不可能出现郑文中 $G_1, G_2 \cdots$ 等等断裂点，郑文中表 1 中大于 4096 以上各项完全是“推理”结果与现实物理系统是根本不相符的. 郑文表 1 应为本文表 1′

表 1′

等效输入	V_i 0.1mV	实际输入 $V_{低}$ 0.1mV		衰减状态	记录值	还原值	*XY* 输出
十进制	二 进 制	十进制	二进制		二进制	二进制	0.1mV
0	0000 0000	0	0000 0000	No	0000 0000	0000 0000	0/16
1	0000 0001	1	0000 0001	No	0000 0000	0000 0001	1/16
2	0000 0010	2	0000 0010	No	0000 0001	0000 0010	2/16
⋮		⋮					
127	0111 1111	127	0111 1111	No	0011 1111	0111 1111	127/16
⋮		⋮					
255	1111 1111	255	1111 1111	No	0111 1111	1111 1111	255/16
256	0001 0000 0000	16	0001 0000	Yes	1000 1000	0001 0000	16
257	0001 0000 0001	16	0001 0000	Yes	1000 1000	0001 0000	16
⋮		⋮					
288	0001 0010 0000	18	0001 0010	Yes	1000 1001	0001 0010	18
⋮		⋮					
4095	1111 1111 1111	255	1111 1111	Yes	1111 1111	1111 1111	255
4096	1 0000 0000 0000	255	1111 1111	Yes	1111 1111	1111 1111	255
⋮							
8192	10,0000,0000,0000	255	1111 1111	Yes	1111 1111	1111 1111	255

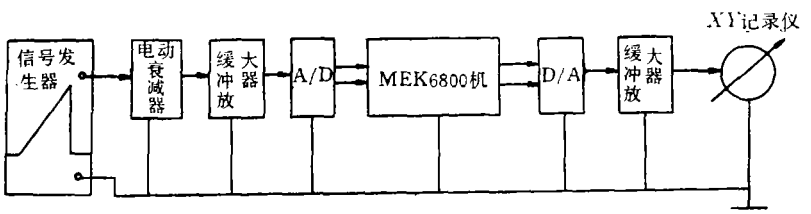


图 4　电控衰减器和 MEK6800 II 单元模拟实验框图

Fig. 4　The lin-experiment of the electronical attenuator unit and the MEK6800II unit

北台初期系统的动态范围和线性问题我们过去有过模拟实验，现仅引用结果予以说明.

图 4 是 MEK6800II 单元和电控衰减器单元输入-输出实验原理框图. 图 5 给出了实验结果. 实验中假设原辐射计系统在动态范围之内是线性系统. 把电控衰减器放在 A/D 之前，这样衰减 24db 表示信号衰减 16 倍. 以迭加噪声的线性锯齿波(示波器扫描输出)作为源，MEK6800II 依 A/D 输出状态控制电控衰减器动作，把采集数据依衰减状态作为标志存入内存. 输出时，去掉标志符后把未经衰减数据除以 16 后送 XY 记录仪，衰减数据直接送出. 由图 5 可见，V_0 基本是线性锯齿波，波型上迭有噪声. 在 $V_i <$ 25.6mV 时，MEK6800 为不衰减取样，当 $V_i \geqslant$ 25.6mV 时，为衰减采样. 在 25.6mV 左右，噪声电平在 25.6mV 上下起伏变化，V_0 中并未出现 "G_1" 点断裂现象. 在 $V_i \geqslant$ 25.6mV 时，每 ms 内 MEK6800II 进行一次不衰减判别采样和一次衰减的记录采样，电控衰减器高速闭合各一次. 在这种极端负荷工作状态下，V_0 是线性的. 而整个系统是由微波、电控衰减器、中放、检波、低放、和 MEK6800II 单元构成. 微波、中放、检波、低放构成的原系统在给定动态范围内是线性的. 电控衰减器、A/D 和 MEK6800II 系统是线性的. 而线性系统级联后的系统也自然是线性的. 可以断言在检波输出<2.56mV 状态下，整个系统是线性系统. 郑文中提到的"断裂"、"吸收"、"开关群"、"软件干扰"等是既没有理论基础也没有实验根据的.

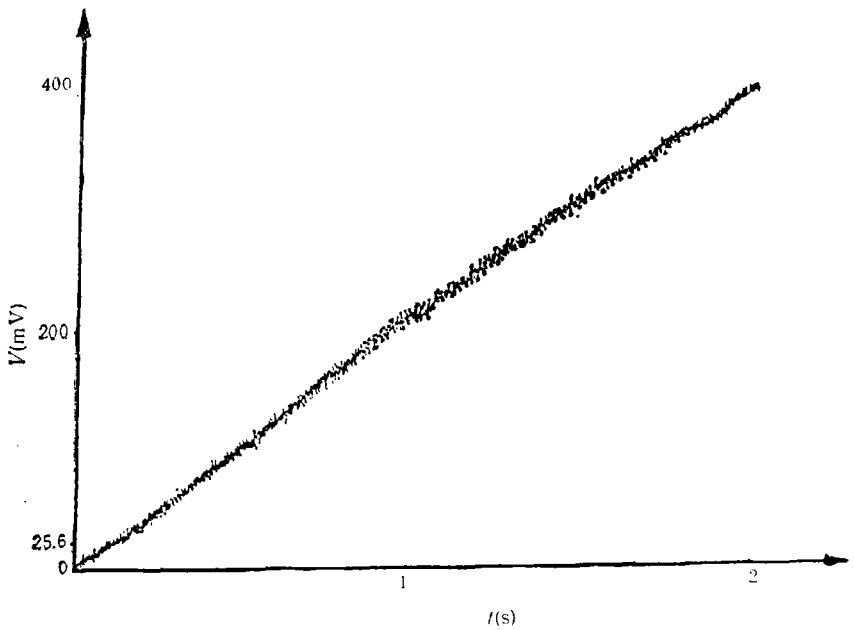


图 5 实验结果

Fig. 5 The $V_i - V_0$ profile of the experiment

3. 数据输出格式

如上分析，当 $V_i <$ 25.6mV，MEK6800II 作不衰减采样，把取样值右移一位，在最高

比特位上记“0”表示数据未经衰减；$V_i \geqslant 25.6$mV，电衰器衰减，采样值右移一位，最高位记上“1”表示衰减采样．这样一个线性输入电压 V_i 输入到系统，MEK6800II 所记录的数据为：（式中 V_i 为等效折合低放输出电压，$V_{低}$ 为低放输出电压）

$$R=\begin{cases}00-7F, & 0\leqslant V_{低}<25.6\text{mV} \quad 0\leqslant V_i<25.6\text{mV}\\ 80-87, & V_i \text{ 中有高于 } 500\text{Hz 分量.}\\ 88-FF. & 0\leqslant V_{低}<25.6\text{mV} \quad 25.6\text{mV}\leqslant V_i<409.6\text{mV}\end{cases} \tag{9}$$

当 $V_i \geqslant 409.6$mV，由于中放末级饱和 $V_{低}=25.6$mV R 将维持 FF．图 6 表示输入电压 V_i 与 MEK6800II 记录值关系图．实测中，由于 RC 滤波器不是理想滤波器，当信号中高于 500Hz 分量很大时，在判别采样与记录采样的 0.1—0.2ms 时间间隙中，信号有可能发生变化，这样当判别采样值大于阈而记录采样值小于阈时，R 值出现 80—87．记录中出现这种情况，说明应进一步提高设备时间分辨率以分解 Spike 时间演化细节．

MEK6800II 输出时，（即将记录数据描绘在 XY 记录仪上时）对 R 值作预处理，凡最高位为“1”数据，左移一位去掉标志后直接输出；凡最高位为“0”数据，左移一位去掉标志后除以 16（与电衰器衰减 12db 中放信号同）再送记录仪．这样输出 V_0 与记录值关系为

$$V_0=\begin{cases}0—25.6\text{mV}, & 0\leqslant R<87\\ 25.6\text{mV}—409.6\text{mV}. & 88\leqslant R\leqslant FF\end{cases} \tag{10}$$

图 7 表示了 V_0 与记录值的关系．可见 V_0-V_i 也完全是线性关系．这结果由上节模拟线性实验结果所证实．

郑文中第三节所提出的“问题”，是由于对我们 MEK6800II 作输出时，对数据进行的预处理了解得不甚清楚造成的．

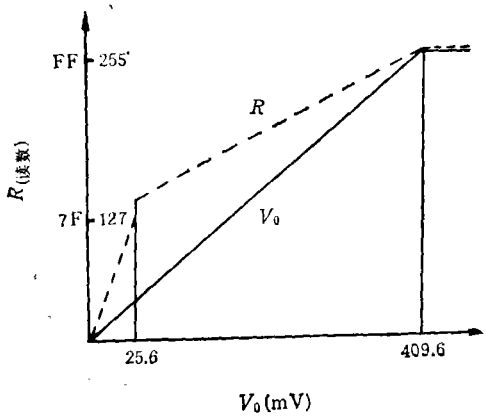


图 6　V_i-V_w 关系
Fig. 6　The profile of V_i and V_w

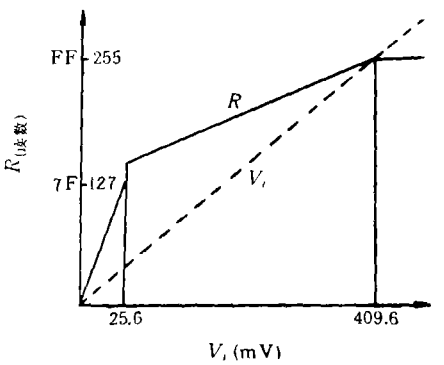


图 7　V_0-V_w 关系
Fig. 7　The Profile of V_0 and V_w

4. 其他问题

郑文中提到一些其他问题，例如郑文中提出 A/D 变换器应接成双向输入方式问题．由于太阳射电辐射信号代表太阳辐射功率具有恒正信号特征，因此 A/D 变换器接成正向输入方式是合理的．而且这种接法不但增加 A/D 变化动态范围，而且 XY 记录仪

0—10mV 单向记录方式一致，可以更灵活方便使用. 郑文中引用我们的程序流图和线路图来说明 1981 年 5 月 16 日记录资料"失真"，实际上 1981 年 5 月 16 日太阳微波大爆发中 Spike 辐射资料是由观测者(金声震、赵仁扬)采用人工控制办法在爆发的若干个特定相位点(上升、峰值、下降和爆后相位点)上取得的. 而郑文中引用程序和线路是在 1981 年 7 月 31 日日偏食观测中发现射电流量变化率与耀斑活动有密切关系后[6]，我们编制的能反映太阳流量变化率随时间演化的具有适时统计分析能力的采样程序. 诸如此类的问题还很多，我们不一一回答.

本文对郑乐平等同志"关于北京天文台初期射电毫秒级接收机设计中若干问题讨论"一文作了较详细的回答. 第 22 周太阳活动峰年已经来到，我国太阳射电界有不少同志都直接或间接地从事太阳射电爆发高时间分辨率观测和研究工作，我们希望本文对他们工作能有所借鉴.

参 考 文 献

[1] Slotje, C., *Nature*, Vol. **275**, p. 520, 1978.
[2] Dröge, F., *Astro. Astrophys.*, Vol. **57**, p. 285, 1977.
[3] Benz, A. O., *Solar Phys.*, Vol. **96**, p. 357, 1985.
[4] Shähli, A., A. Margan and E. Schanda, *Solar Phys.*, Vol. **110**, p. 181, 1987.
[5] Karlicky, *Solar Phys.*, Vol. **92**, p. 329, 1984.
[6] 北京天文台射电小组，天文通讯，第 13 期，1982.
[7] 郑乐平和刘玉英，空间科学学报，第 8 卷，第 307 页，1988.

A REPLICATION FOR THE "SEVERAL PROBLEMS ON THE DESIGNING OF THE MILLISECOND ORDER RADIO RECEIVER IN EARLY 1980'S IN BEIJING OBSERVATORY"

Jin Shen-zheng Fu Qi-jun Zhao Ren-yang
(Beijing Observatory, Academia Sinica)

Abstract

This paper is a replication for the "Several problems on the designing of the millisecond order radio receiver in early 1980's in Beijing" by Zhen et al. In this paper, some problems such as the calibration, the zero-point, the electronical attenuotion, the A/D converler, the formation of the outut data and others in our primary radio receiver with millisecond time resolution are discussed. We belive that the design of the system was correct and applicable.